

非接触電力伝送における電磁誘導と電磁界結合の統一的解釈

居村 岳広* 内田 利之 堀 洋一（東京大学）

A Unified Explanation of Electromagnetic Induction and Electromagnetic Resonant Coupling for Contactless Power Transfer

Takehiro Imura*, Toshiyuki Uchida, Yoichi Hori (The University of Tokyo)

Abstract

This paper describes theoretical explanations for the electromagnetic coupling and the electromagnetic induction on wireless power transfer by experimental analysis and equivalent circuit. Both of the electromagnetic coupling at MHz and electromagnetic induction at kHz with resonance can transfer power for long air gaps is discussed. Then, we show the relation of coupling coefficient, air gaps, efficiency and frequencies, and especially the reason of large air gaps.

キーワード：非接触電力伝送, ワイヤレス, 電力伝送, 共振, 電磁界結合, 磁界結合, 電界結合, WiTricity, 近傍界, 電気自動車, 電磁誘導, 結合係数

Keywords : contactless power transfer, wireless, power transfer, resonance, electromagnetic coupling, magnetic coupling, electric coupling, WiTricity, near field, electric vehicle, electromagnetic induction, coupling coefficient

1 はじめに

近年、ワイヤレスでの電力伝送とその充電に対する注目が高まっている。ワイヤレス電力伝送が出来れば、充電が簡単に行える。電気機器をコンセントに繋いでいるコードが不要になる。一例を示すと、エアギャップが大きく高効率の電力伝送が可能であれば電気自動車へ簡単に充電できる。電気自動車は自宅で毎日 1 回の充電の必要性があり、ワイヤレス充電を使わない場合、自宅に帰ったら毎日コンセントに繋いで充電する必要がある。しかし、ワイヤレス充電にした場合、駐車ただけで後は勝手にワイヤレスで充電するシステムを簡単に作る事が出来る。

そもそも、電磁エネルギーを空間において伝送し、利用する技術としては通信と電力伝送がある。通信は成功を収めた事は周知の事実である。一方、従来のワイヤレス電力伝送は非放射型の磁場・磁界の結合を用いた電磁誘導、そして、本稿では取り扱わないが、放射型の電磁波を用いたマイクロ波送電、レーザー送電の大きく 3 つに分けられている。ワイヤレス電力伝送は 19 世紀末の Nikola Tesla ⁽¹⁾ の時代から研究こそされていたが、電磁誘導という非常に限られた分野、場所においてのみ実用化されてきた。唯一実用化されてきた電磁誘導であるが、伝送距離が 1cm 以下と短く、密着させないと効率も悪い。しかしながら、近年、電磁誘導において伝送距離が 10~20cm 程度まで可能となってきた。その際、電磁誘導としては高い周波数である 20~40kHz を利用している ⁽²⁾。マイクロ波送電は宇宙から地

上まで電力を送れるが、現状では、効率が 15%~39%程度であり効率が低いという問題がある ⁽³⁾。レーザー送電に関しては、太陽電池と同様の技術であるので、太陽光発電の効率以上は期待できないので、マイクロ波送電同様効率が低い。この様な現状の中、2006 年に電磁共鳴（共振時の電磁界結合）、WiTricity といわれる技術が発表された ^{(4) (5)}。これは、非放射型の電力伝送であり、磁界の結合だけでなく電界の結合での電力伝送も可能であり、2m もの距離へ電力伝送が可能である。その効率は非常に高く、理論上 2m 離れた位置で 45~50%である。1m 以下では 90%を越えるとされており、非常に有望かつ第 4 の新しい分類として位置づけられる可能性のあるワイヤレス電力伝送技術である。しかしながら、その解法は、共鳴現象を主軸に摂動法、モード結合理論を利用し、エネルギーの保持と損失の関係を表した Q 値に基づいており、現象自体は非常に丁寧に説明されているものの、一般に難解である。そこで、より実用的に、アンテナ設計や回路設計に繋がるべき別視点での解釈を必要とされている。

本稿では、理論的背景に関して、等価回路を用いて解析と実験を踏まえた考察を行なう。電磁共鳴（電磁界結合）といわれるものは電界・磁界の二つの結合のパターンがある ⁽⁶⁾。一方、一般に電磁誘導というと電界での電力伝送ではなく、磁界での電力伝送のみを示している。またこれら電磁界結合と電磁誘導の技術は育ってきた分野が若干違っている。電磁界結合に関しては、マイクロ波技術、共振器理論、フィルタ理論に由来し、主に通信で使われる技術で

あり、MHz、GHz 帯で扱われ、概ね装置は小型となる。一方、電磁誘導は変圧器に代表される大型の機器であり、電圧変換等に使用され、商用周波数 50/60Hz や、10kHz~40kHz で扱われる技術である。電界、磁界の二つの結合から成り MHz という高い周波数で動作する電磁界結合と、磁界のみの結合が有名であり低い周波数で動作する電磁誘導に関しては、技術的に育ってきた分野が違い、特に周波数に関しては大きな隔りがある。しかし、周波数を一つの軸として見ると、共振を利用した磁界の結合に関して、MHz での磁界結合も kHz での電磁誘導も統一的な視点で記述できるので、それらについて述べる。そして、共振を全く利用していない 50/60Hz の電磁誘導や、共振を積極的に利用していない kHz の電磁誘導について、共振を利用した磁界結合もしくは電磁誘導との違いを述べる。

2 ワイヤレス電力伝送の分類

ここでは、ワイヤレス電力伝送を電磁誘導、電磁界結合（電磁共鳴）、マイクロ波送電、レーザー送電の 4 つに大きく分けて考える。周波数軸で見ると図 1 のようになる。電磁誘導は商用周波数の 50/60Hz の場合と電磁誘導としては高い周波数の 20~40kHz で使用されている。電磁界結合は 10MHz 前後での動作が発表されている。マイクロ波送電は GHz 帯、レーザー送電は THz 帯で動作する。ワイヤレス電力伝送の 4 つの分類を簡単に示すと以下となる。

(A)電磁誘導とは、1 次側のコイルに電流を流した際に生じる磁界を使って 2 次側のコイルに電力を送る現象である。

(B)電磁界結合（電磁共鳴）とは、電界結合と磁界結合があり、共振を利用して電界もしくは磁界の結合で電力伝送を行なう。

(C)マイクロ波送電とは、平面波となった GHz の電磁波を利用する。送信アンテナで電磁波を放射し、受信アンテナで受け取り無線で電力を伝送する技術である。

(D)レーザー送電とは、THz のレーザーで送信し、太陽光発電と同じ原理で半導体で受信し、光を電気に変換し電力を伝送する技術である。

通信では放射されるエネルギーである電磁波を利用しており、平面波である。これは、ポインティングベクトルから分かるように、電界と磁界は同じ大きさのエネルギーで互いに垂直を保ちながら、電磁波として光速で直進する。(C)のマイクロ波送電や(D)のレーザー送電においては、この電磁波をエネルギーとして送受信して電力伝送を行なう。

一方、(A)の電磁誘導や(B)電磁界結合は非放射のエネルギーを利用する。エネルギー保存則より式(1)[†]にあるように、右辺第 2 項はリアクティブなエネルギーであり、遠方に放射されずにアンテナ近傍に留まる。その為、通常は損失とならずアンテナに戻ってくるエネルギーである。電磁誘導や電磁界結合の電力伝送はこのリアクティブなエネルギー

を介して行なわれる。つまり近傍界での電界や磁界の結合が電力伝送の源となる。更に、遠方界と違って近傍界においては、電界と磁界は垂直とは限らず、大きさも等しくない。

$$\frac{1}{2}\mathbf{J}^*\mathbf{E} = \frac{1}{2}\nabla(\mathbf{E}\times\mathbf{H}^*) + j\frac{1}{2}\omega(\mu\mathbf{H}\mathbf{H} - \epsilon\mathbf{E}\mathbf{E}) + \frac{1}{2}\sigma\mathbf{E}\mathbf{E}^* \quad (1)$$

(B)の電磁界結合について説明する。この現象は、電磁共鳴として紹介されている。磁界での結合と電界での結合の 2 通りある。共振周波数の等しいアンテナを音叉の様に共鳴させることにより電力伝送が可能と言う事で電磁共鳴、そして、磁気による共鳴の場合、磁気共鳴と呼ばれる事もある。しかし、電気回路の視点からは、回路が共振している状態における磁界もしくは電界での結合として説明できるので、ここでは、共振による電磁界結合と呼ぶ。単に、電磁界共振結合と呼ぶことも可能と思われる。そして、この現象はアンテナ間の結合としてみなすことも、共振器間結合としてみなす事も可能である。また、この技術は同じ共振周波数の非放射のアンテナを近づけ、電界または磁界で結合させる事により、電力伝送が出来る。つまり、通信では使い物にならない非放射のアンテナがここでは有用となる。磁界での結合を考えると、低い周波数 Hz、kHz においては電磁誘導、高い周波数 MHz では磁界結合と呼ばれるが、共に非放射の磁界での結合であり、等価回路では相互インダクタンス L_m を用いて同様に扱うことが出来る。

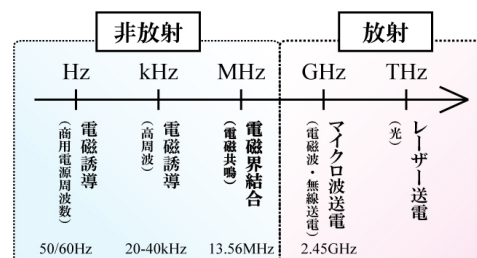


図1 周波数と電力伝送技術

Fig.1 Frequency and technology of wireless power transfer

3 MHz における電力伝送 ー共振時の電磁界結合ー

この章では、MHz における共振による電磁界結合を示す。送信側、受信側の各々のアンテナの共振周波数を同じにする。磁界が発生しやすいようにループ状のアンテナにする。二つのアンテナ間での磁界の結合を利用し、電力伝送を行なう。MHz、kHz、Hz の中で一番周波数が高い MHz においては、以下の様な特徴がある。LC 共振させる為に、波長が短く、かつ、小さな L と C で済むので、アンテナの全長が短くて済む。表皮効果による銅損での影響に関しては、周波数が高い為に抵抗が高くなるが、アンテナ全長が短いので損失が減るというトレードオフの関係になっている。

[†] 波源の電力 = ポインティングベクトル + {(蓄積される磁気エネルギー) - (蓄積される電気エネルギー)} + オーム損

〈3・1〉 エアギャップ

本稿においては、電磁界結合に関して電磁誘導との対比を明確化するため、磁界型アンテナを使用する。アンテナパラメータを図2 (a), 解析に使用したモデルを図2 (b), 実験で使ったアンテナを図2(c)に示す。 n をコイルの巻数とする。電磁界解析はモーメント法で行なう。送信アンテナと受信アンテナ間の効率を測定する。反射係数 S_{11} 、透過係数 S_{21} に対し、反射電力の効率を η_{11} 、透過電力の効率を η_{21} とすると、式(2), (3)の様に示せる。

$$\eta_{11} = S_{11}^2 \times 100 \quad [\%] \quad (2)$$

$$\eta_{21} = S_{21}^2 \times 100 \quad [\%] \quad (3)$$

ギャップにおける周波数と効率の関係を示す為、電磁界解析による結果を図3に示す。 $\eta_{11} + \eta_{21} \approx 100\%$ より、電力伝送されないエネルギーは反射されて電源側に戻ることが分かる。そして、放射損はほぼ0%である。図3 (a,b)より、アンテナ間距離が近い時にはピークが2箇所現れ、2つの周波数 ($f_{max1} < f_{max2}$) において高効率の電力伝送が可能である。そして、図3(c)より、アンテナ間距離が離れるにつれ、ピークが一つにまとまり、アンテナ1素子での共振周波数 f_0 に等しくなる。図3(d)より、更に離すとピークとなる周波数は f_0 のまま、効率だけが悪化して、最終的には電力伝送がなくなる。

ギャップを変化させた時の最大効率を図4に示す。これは、最大効率となる片方の周波数 f_{max1} での効率を示している。図3(a)にみられる2つのピークが図3(c)の様に1つになるまでは、最大効率は変わらない。つまり、アンテナ間距離がある一定の範囲 ($0\text{mm} \leq g \leq 200\text{mm}$) であれば、ギャップが離れていても近くても最大効率は変わらない。最大効率となる2つの周波数 f_{max1}, f_{max2} ($f_{max1} < f_{max2}$) を図5に示す。この2つの周波数は、回路における2つの共振周波数 f_m, f_e ($f_m < f_e$) とほぼ一致しているが、厳密には特性インピーダンス Z_0 の影響で若干のずれがあり中心周波数寄りになる。ギャップと結合係数の関係を図6に示す。この図から解るように共振を利用した磁界結合の電力伝送は結合係数 $k \approx 0$ においても電力伝送が可能である。その為、従来では在り得ない程の長い距離・エアギャップにおける電力伝送を可能としている。

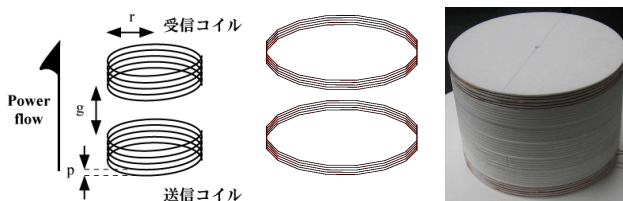


図2 解析モデルと実験用アンテナ

Fig.2 Analysis model and experimental antenna

($n = 5\text{turn}, r = 150\text{mm}, p = 5\text{mm}$)

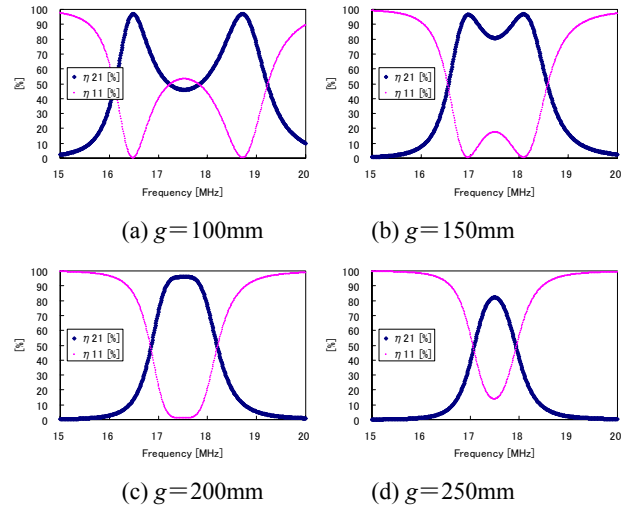


図3 各ギャップにおける効率の周波数特性

Fig.3 Efficiency vs. frequency at each gaps

($n = 5\text{turn}, r = 150\text{mm}, p = 5\text{mm}$)

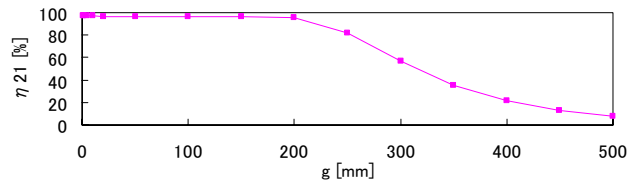


図4 ギャップと効率

Fig.4 Efficiency vs. gaps

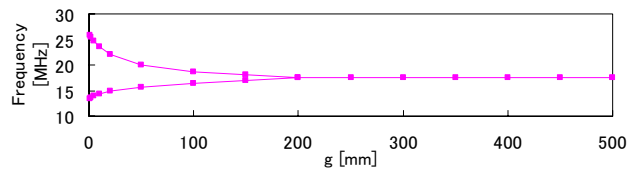


図5 ギャップと周波数 (f_{max1}, f_{max2})

Fig.5 Frequency (f_{max1} and f_{max2}) vs. gaps

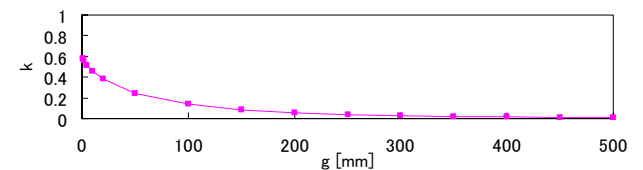


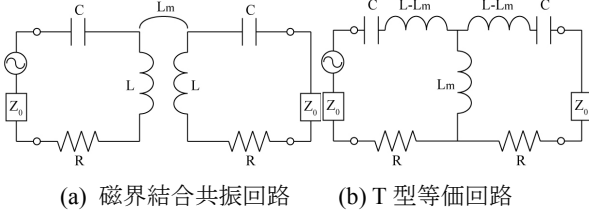
図6 ギャップと結合係数

Fig.6 Coupling coefficient vs. gaps

〈3・2〉 等価回路

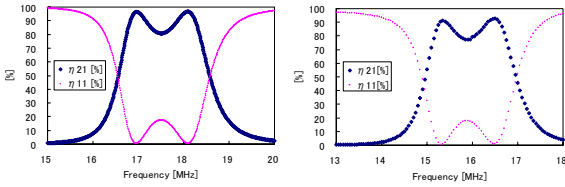
このアンテナは、アンテナ全長に対しその中心から給電を行っている。ダイポールアンテナの共振現象は分布定数から説明する事は良く行なわれており全長の $\lambda/2$ で共振するが、このヘリカル状のアンテナにおいてはコイル状に巻いているので、インダクタンスが発生し、かつピッチ間においてもキャパシタンスが発生しているので、ダイポールアンテナとは一致せず、約 $\lambda/4$ の長さで共振している。そして、回路的には、L,C 直列共振回路とみなせる。その共振状態のアンテナを結合させる。等価回路を図7に示す。図

7(b)は図 7(a)を T 型に変形した等価回路である。結合の種類は、磁界での結合を相互インダクタンス、電界での結合を相互キャパシタンス C_m で表す。コイル状にした今回の結合は磁界で行なわれるので相互インダクタンス L_m で結合を表す。図 8 に(a)電磁界解析, (b)実験, (c)等価回路, (d)損失なしの場合の等価回路における電力伝送効率 η_{21} を示す。ほぼ特性は一致している事がわかる。

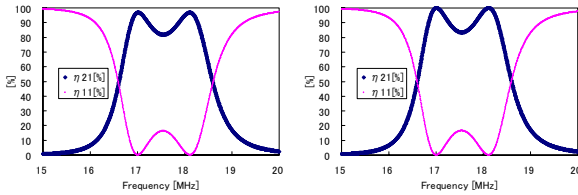


(a) 磁界結合共振回路 (b) T 型等価回路
図7 磁界結合の等価回路

Fig.7 Equivalent circuit of magnetic coupling



(a) Electromagnetic analysis (b) Experimental result



(c) Equivalent circuit (d) Equivalent circuit without loss

図8 電力伝送効率 η_{21} の比較

Fig.8 Comparison of efficiency, η_{21}

($k=0.08, g=150\text{mm}, n=5, r=150\text{mm}, p=5\text{mm}$)

〈3・3〉 結合係数 k に関する考察

結合係数 k とギャップ g の関係は、距離によって決まる。図 6 に示したように、距離が近くなりギャップがほぼなくなった密接状態では、 $k=1$ へ近づく。但し、密着させても、鉄心やフェライト等のコアを使わないと $k=1$ にするのは難しい。一方、ギャップが大きくなるにつれ k の値が小さくなり、磁界の結合が全くなると $k=0$ となる。結合係数 $k \approx 0$ というのは、相互インダクタンス $L_m \approx 0$ ということであり、送受信間でのアンテナの磁界の相互作用がほぼなくなる寸前であり、エアギャップが非常に大きくなっている時である。先の結果から、その状態においても、共振を利用した磁界の結合は電力伝送が高効率で行なえることが分かる。次に、計算式から結合係数 k と図 3 の波形の推移について述べる。共振条件から、図 7 の等価回路の虚部 $=0$ とおくと式(4)となる。共振周波数と結合係数を求めるとそれぞ

れ式(5)、式(6)となり共振周波数が 2 つ現れることが分かる。特性インピーダンス $Z_0=0$ の場合は、最大効率となる 2 つの周波数は 2 つの共振周波数に一致するので、 $f_{max1}=f_m, f_{max2}=f_e$ となる。式(7)より、2 つの共振周波数が 1 つになった場合、結合係数 $k=0$ 、つまり、 $L_m=0$ となり、磁界の結合がなくなり、電力伝送が原理的に不可能になる事が分かる。

$$\frac{1}{\omega L_m} + \frac{2}{\omega(L-L_m) - \frac{1}{\omega C}} = 0 \quad (4)$$

$$\omega_m = \frac{\omega_0}{\sqrt{1+k}} = \frac{1}{\sqrt{(L+L_m)C}} \quad (5)$$

$$\omega_e = \frac{\omega_0}{\sqrt{1-k}} = \frac{1}{\sqrt{(L-L_m)C}} \quad (6)$$

$$k_m = \frac{L_m}{L} = \frac{\omega_e^2 - \omega_m^2}{\omega_e^2 + \omega_m^2} \quad (7)$$

$$(\omega_0 = 2\pi f_0, \omega_m = 2\pi f_m, \omega_e = 2\pi f_e)$$

〈3・4〉 インピーダンスマッチング

ギャップが大きく磁界の結合がほぼ切れる状態である、結合係数 $k \approx 0, L_m \approx 0$ においても、共振状態の磁界の結合は電力伝送が高効率で行なえることを先述したが、ここではその原理について説明を行なう。それぞれのパラメータの持つ意味を強調する為、敢えて銅損や放射損等の損失はなしとして以下の話を進める。結果は図 8(d)に示した通りである。図 7 より、電源から負荷への電力伝送の効率を計算すると、式(8)となり、周波数に対して 2 つのピークにおいて高効率の電力伝送が行なわれる。式(9)より、インピーダンスマッチングを行ない、分母にある虚数部分が 0 にすれば 100%の電力伝送が出来ることが分かる。 Z_0 に対し $\omega_m k L$ が非常に大きければ良い事になる。 L と ω_m の関係は式(5)で細かく規定されるが、大まかに述べると L が大きく ω_m も出来るだけ大きくすると k は小さくても電力伝送が可能である。 k が小さいということはギャップが大きいということである。図 8 でのアンテナパラメータでは $k=0.08$ ($g=150\text{mm}$) であり、また図 4, 図 6 より 200mm ($k=0.06$) 離れていても高効率の電力伝送が可能である。巻き方を工夫する事により、 L を増やすと更に小さな k でも高効率の電力伝送が可能であり、更なる大ギャップ化が可能である⁽⁷⁾。

$$S_{21}(\omega) = \frac{2jL_m Z_0 \omega}{L_m^2 \omega^2 - \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 + 2jZ_0 \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) + Z_0^2} \quad (8)$$

$$S_{21}|_{f=f_m} = \frac{2}{2 - j \frac{Z_0}{\omega_m k L}} \quad (9)$$

$$S_{21}|_{f=f_e} = \frac{2}{2 + j \frac{Z_0}{\omega_e k L}} \quad (10)$$

$$S_{21}|_{f=f_0} = 2j \frac{Z_0 k L \omega_0}{Z_0^2 + k^2 L^2 \omega_0^2} \quad (11)$$

4 kHzにおける電力伝送 －共振時の電磁誘導－

前章での考察を元に、本章以降は kHz における電力伝送として等価回路に限定して述べる。MHz の高周波では 2 つの共振周波数から結合係数 k を求めたが、ここでは有限要素法によって直接、自己インダクタンスと相互インダクタンスから k を求める。100 巻のコイルを使用し、共振周波数 20kHz とする。式(12)より、kHz で共振させる為には大きな L と C が必要なので、その分巻き線が長くなる。表皮効果による銅損の影響に関しては、周波数が低い為抵抗が小さくなるが、アンテナ長が長いので損失が増えるというトレードオフの関係となる。

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (12)$$

〈4・1〉共振による電磁誘導 －2つの共振周波数－

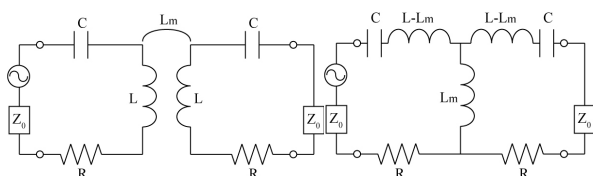
MHz に比べ kHz は低周波なので、ここでは共振による電磁誘導と呼ぶ。MHz と同様、送信側、受信側の共振周波数を同じにする。コイルとコンデンサの LC 共振を想定する。2 つのコイル間での電磁誘導による磁界の結合を利用し電力伝送を行なう。等価回路として考えると、当然のことながら、前章で検討していた MHz と同様の現象となる事が分かる。効率を表す式は式(13)～(16)となる。この式は MHz の時の式(8)～(11)と同様である。MHz と同様、結合係数 $k \approx 0$ での高効率な電力伝送が可能である。100 巻分の銅損を含んだ結果と、銅損ない場合の結果を図 10 に示す。

$$S_{21}(\omega) = \frac{2jL_m Z_0 \omega}{L_m^2 \omega^2 - \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 + 2jZ_0 \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) + Z_0^2} \quad (13)$$

$$S_{21}|_{f=f_m} = \frac{2}{2 - j \frac{Z_0}{\omega_m k L}} \quad (14)$$

$$S_{21}|_{f=f_e} = \frac{2}{2 + j \frac{Z_0}{\omega_e k L}} \quad (15)$$

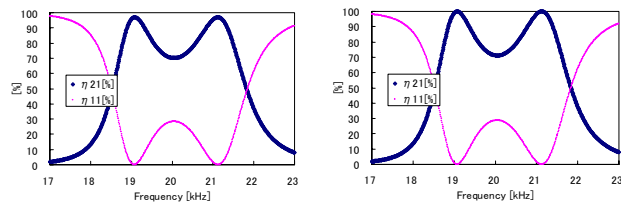
$$S_{21}|_{f=f_0} = 2j \frac{Z_0 k L \omega_0}{Z_0^2 + k^2 L^2 \omega_0^2} \quad (16)$$



(a) Equivalent circuit (b) Equivalent circuit of T type

図9 電磁誘導の等価回路

Fig.9 Equivalent circuit of electromagnetic induction



(a) Efficiency with loss (b) Efficiency without loss

図10 共振を利用した電磁誘導による電力伝送効率

Fig.10 Efficiency of electromagnetic induction with resonance

($k=0.12, g=150\text{mm}, n=100$)

〈4・2〉C 補償

－1つの共振周波数－

今までは、LC 共振において送信側と受信側の共振周波数を同じにした上で磁界結合や電磁誘導を行なった電力伝送を述べてきたが、ここではそれ以外の kHz の電磁誘導の方式を検討する。一例を図 11 に示す。図 9 の回路から受信側のキャパシタンスをなくした回路である。つまり、コイル 2 つにコンデンサ 1 つの場合である。このコンデンサの意味合いとしては、回路全体から見た時のインダクタンス成分を消す為に挿入された補償のコンデンサとして考える事が出来る。この場合の電力伝送の結果を図 12 に示す。損失はなしとし 〈4・1〉 の時と同じインダクタンス L とキャパシタンス C を使う。

結果を図 12 に示す。この場合、結合係数 $k \approx 0$ では電力伝送効率が非常に小さい。結合係数を $k=0.12$ ($g=150\text{mm}$) から $k=0.7$ ($g=2\text{mm}$) まで増加させる。つまりコイル間距離を短くすると図 12(d) のようになる。よって、受信側の共振で使用していた C 成分をなくした場合、高効率の電力伝送を行なうには $k=0.6$ ($g=10\text{mm}$) ～ 0.7 ($g=2\text{mm}$) 以上の結合係数 k が必要である。 $k=0.6 \sim 0.7$ ということは非常にコイル間距離が小さく、大ギャップ長の電力伝送は期待できない。アンテナ構造にも依存するが約 1cm 以下程度である。それ故、共振を積極的に利用していない C 補償の構成におけるワイヤレス電力伝送は困難である。

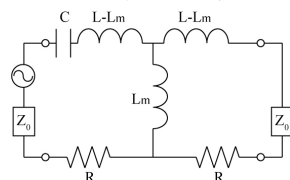
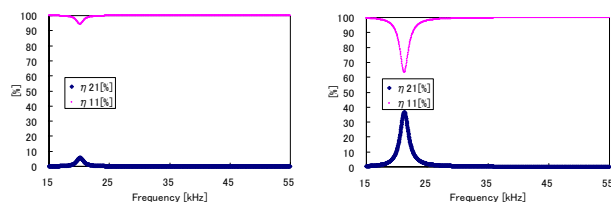


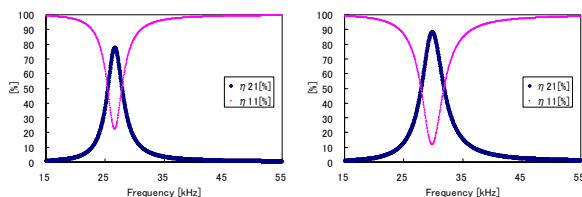
図11 C 補償時の等価回路

Fig.11 Equivalent circuit with compensation by C



(a) $k=0.12$ ($g=150\text{mm}$)

(b) $k=0.34$ ($g=50\text{mm}$)



(c) $k=0.6$ ($g=10\text{mm}$) (d) $k=0.7$ ($g=2\text{mm}$)

図12 C補償での結合係数と電力伝送効率 ($n=100$)

Fig.12 Efficiency and coupling coefficient of electromagnetic induction with compensation by C ($n=100$)

5 Hzにおける電力伝送 —C成分なしの電磁誘導—

〈5・1〉C成分なしの磁界での結合

磁界での結合を共振なしで行なう。これは、一番単純な電磁誘導であり、50/60Hzで動作させて使用するのが主な目的となる。回路図を図13に示す。kHzの電磁誘導を述べた4章で使った L 、 L_m 、 k を使用する。 C 成分はない。結果を図14に示す。この場合も、結合係数 $k \approx 0$ では電力伝送効率が非常に小さい。結合係数を $k=0.34$ ($g=50\text{mm}$)から完全密着かつコア等を使用し $k=0.99$ まで増加させると、図14のようになる。つまり、図14(b)の $k=0.7$ (2mm)の様に隙間が少しでもあると高効率の電力伝送は難しい。また、電力伝送できる周波数は先のLC共振の時に比べ低くなる。更に、この例では L の値が足りていないのでkHzでの電力伝送となっているが、図14(d)の状態から更に100倍の L 、 L_m を使うと低い周波数へ波形がシフトし、図15の様に50/60Hz辺りの商用周波数でも高効率となる。以上より、共振をなくした場合、高効率の電力伝送を行なうには大きな L と $k \approx 0.99$ 以上が必要である。 $k \approx 0.99$ ということは鉄心やフェライト等のコアを利用し、完全な密着状態でない限り実現するのは難しい。それ故、この単純な電磁誘導の構成においてワイヤレス電力伝送は困難である。

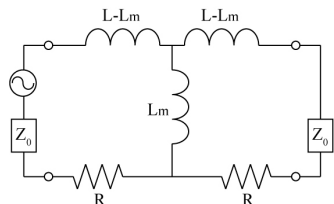
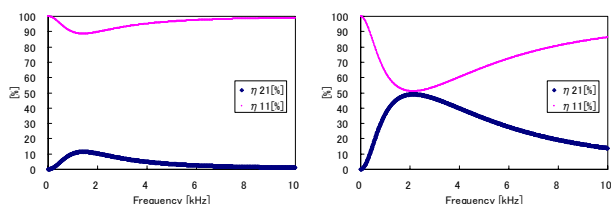
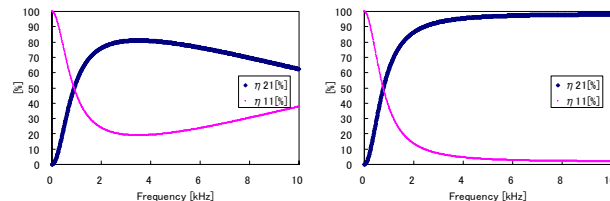


図13 単純な電磁誘導の等価回路

Fig.13 Equivalent circuit of simple electromagnetic induction



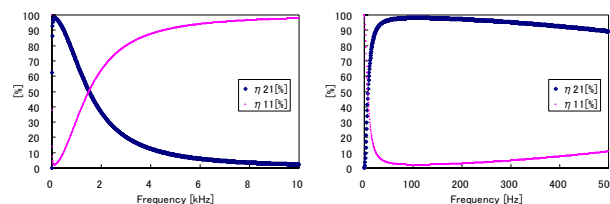
(a) $k=0.34$ ($g=50\text{mm}$) (b) $k=0.7$ ($g=2\text{mm}$)



(c) $k=0.9$ (d) $k=0.99$

図14 単純な電磁誘導の結合係数と電力伝送効率

Fig.14 Efficiency and coupling coefficient of simple electromagnetic induction



(a) 0~10kHz (b) 0~500Hz, 拡大図

図15 L 、 L_m が100倍の場合の電力伝送効率 ($k=0.99$)

Fig.15 Efficiency of in case of 100 times L and L_m ($k=0.99$)

6 まとめと今後の課題

今回、現象の同一性を示す為に、適宜電磁界解析や実験を踏まえた上で、等価回路を用いて周波数と効率という視点で述べた。MHzにおける共振時の磁界結合とkHzにおける共振時の電磁誘導における電力伝送が同じ等価回路として記述できることを示した。この共振を利用した磁界結合による電力伝送は結合が弱い結合係数 $k \approx 0$ の時においても電力伝送が出来るために、大ギャップでの電力伝送が可能である事を示した。送受信の共振のバランスが崩れた場合、そして、従来の単純な電磁誘導においてはギャップの電力伝送が難しいことを示した。

文 献

- (1) Brown W.C., "The History of Power Transmission by Radio Waves", IEEE Trans. MTT, Vol.32, No.9, 1984, pp.1230-1242
- (2) 紙屋雄史, 中村幸司, 中村達, 大聖泰弘, 高橋俊輔, 佐藤剛, 松木英敏, 成澤和幸, "電動車両用非接触急速誘導充電装置の開発と性能評価 (第一報)", 自動車技術会春期大会 学術講演会前刷集 No.80-07, 2007.
- (3) 篠原真毅, 松本紘, "マイクロ波を用いた電気自動車無線充電に関する研究", 電子情報通信学会論文誌 C, Vol.J87-C, No.5, pp.433-443, 2004.
- (4) André Kurs, Aristeidis Karalis, Robert Moffatt, J. D. Joannopoulos, Peter Fisher, Marin Soljačić, "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances," in Science Express on 7 June 2007, Vol. 317. no. 5834, pp. 83 – 86.
- (5) Aristeidis Karalis, J.D. Joannopoulos and Marin Soljačić, "Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer," Annals of Physics, Volume 323, Issue 1, January 2008, Pages 34-48, January Special Issue 2008.
- (6) Hong, J.-S., "Couplings of asynchronously tuned coupled microwave resonators," Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings, Volume 147, Issue 5, pages 354-358, Oct 2000.
- (7) 居村岳広, 内田利之, 堀洋一, "近傍界用磁界アンテナの共振を利用した高効率電力伝送の解析と実験—基本特性と位置ずれ特性—", 電気学会総合応用部門大会, 2008.